

⑫ 公開特許公報(A) 平3-265333

⑤ Int. Cl. 5.
H 04 L 27/20識別記号 庁内整理番号
Z 7240-5K

④ 公開 平成3年(1991)11月26日

審査請求 未請求 請求項の数 4 (全9頁)

⑤ 発明の名称 線形位相変調回路

② 特 願 平2-64889

② 出 願 平2(1990)3月15日

⑦ 発 明 者 戸 田 善 文 神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地 富士通株式会社
内

⑦ 出 願 人 富 士 通 株 式 会 社 神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地

⑦ 代 理 人 弁 理 士 茂 泉 修 司

明 和 電 子

1. 発明の名称 線形位相変調回路

2. 特許請求の範囲

(1) 入力データ信号をN相に直並列変換する直並列変換器(1)と、

そのN相のデータ列を相互に1ビットの前の符号との相対位相差が判別できるように論理を取る差動符号変換器(2)と、

該差動符号変換器(2)の出力を基に決められた直交座標の点に配置したI軸成分及びQ軸成分の値を出力するマッピング回路(3)と、

該I軸成分及びQ軸成分から定振幅のPSK変調波を発生する直交変調器(4)と、

該I軸成分及びQ軸成分をそれぞれ帯域制限するローパスフィルタ(5)(6)と、

各ローパスフィルタ(5)(6)の出力の2乗平均和を取ってPSK変調波の包絡線信号を発生する加算器(7)と、

該定振幅PSK変調波を増幅するC級電力増幅器(8)と、

該包絡線信号を増幅する差動増幅器(9)と、

該差動増幅器(9)の出力を、該C級電力増幅器(8)の制御電圧対出力電力が直線的になるように補償する非線形レベル補償器(10)と、

該補償器(10)の出力により該C級電力増幅器(8)の制御電圧を駆動して該定振幅PSK変調波を振幅変調する駆動回路(11)と、

を備えたことを特徴とする線形位相変調回路。

(2) 該非線形レベル補償器(10)を、A/Dコンバータと、該C級電力増幅器の制御電圧対出力電力が直線的になるように該A/Dコンバータのデジタル出力を補償するROMと、該ROMの出力をアナログ出力に変換するD/Aコンバータとで構成したことを特徴とする請求項1に記載の線形位相変調回路。

(3) 該C級増幅器(8)が多段増幅器で構成されており、該駆動回路(11)が、該C級増幅器(8)の前段の増幅器のコレクタ電圧又はベース電圧を制御する

ように接続されたことを特徴とする請求項1に記載の線形位相変調回路。

(4) 該C級電力増幅器(8)の出力信号の一部を取り出すカブラー(10)と、このカブラー(10)の出力信号を検波して包絡線を取り出し該差動増幅器(9)に負帰還させることにより回路を安定化させる検波器(11)と、を更に備えたことを特徴とする請求項1に記載の線形位相変調回路。

3. 発明の詳細な説明

(概 要)

ディジタル移動通信における送信側の電力増幅段として低消費電力のC級増幅器を備えた線形位相変調回路に関し、

位相変調部とその変調出力をC級増幅する増幅部とを備えた位相変調回路において、上記の問題点に鑑み、位相歪みの無い、より簡易な構成を実現することを目的とし、

I軸成分及びQ軸成分の値から定振幅のPSK変調波を発生する直交変調器と、該I軸成分及び

される。

そして、それぞれの具体的な方式として前者には、2相PSKや4相PSK等の多相PSK、オフセット4相PSKや $\pi/4$ シフト4相PSK等の変形多相PSKがあり、後者にはGMSK(Gaussian Minimum Shift Keying)、4値FM、PLS 4相PSK等がある。

この内、特に後者の非線形変調方式は定包絡線であるため、電源効率が高く低消費電力化が図れるC級増幅器に最適な優れた変調方式であるとして使用されて来た。

これについて、線形変調方式の具体例として最も簡単な構成の2相PSK、非線形変調方式の具体例としてGMSKを取り上げて説明する。

第8図(a)に2相PSK変調回路のブロック図、同図(b)にGMSK変調回路のブロック図及び第9図に両者の各部の動作波形が示されている。

まず、第8図(a)に示すように2相PSK変調回路は、入力データ①を帯域制限するローパスフィルタ(具体的にはコサインロールオフフィルタ)

Y軸成分をそれぞれ帯域制限するローパスフィルタと、各ローパスフィルタの出力の2乗平均和を取ってPSK変調波の包絡線信号を発生する加算器と、該定振幅PSK変調波を増幅するC級電力増幅器と、該包絡線信号を増幅する差動増幅器と、該差動増幅器の出力を、該C級電力増幅器の制御電圧対出力電力が直線的になるように補償する非線形レベル補償器と、該補償器の出力により該C級電力増幅器の制御電圧を駆動して該定振幅PSK変調波を振幅変調する駆動回路とで構成する。

(産業上の利用分野)

本発明は、線形位相変調回路に関し、特にディジタル移動通信における送信側の電力増幅段として低消費電力のC級増幅器を備えた線形位相変調回路に関するものである。

ディジタル移動通信における変調方式は大別して、線形変調方式としてのPSK(Phase Shift Keying)変調方式及び非変調方式としてのFSK(Frequency Shift Keying)変調方式の2種に大別

71と、入力データ①の“0”又は“1”の値に応じてキャリアの位相“0”又は“ π ”に位相変調させるダブルバランスミキサー72と、キャリアを発生させる発振器73とで構成されている。

また、GMSK変調回路は、同図(b)に示すように、入力データ①を帯域制限するローパスフィルタ(具体的にはガウス形ローパスフィルタ)71と、入力データ①の“0”又は“1”の値に応じてキャリアの周波数を“ f_L ”又は“ f_H ”に周波数変調させるVCO(電圧制御発振器)74とで構成されている。

同図(a)の2相PSKの変調波③は、第9図③に示すように、その包絡線は帯域制限フィルタ71の出力であるアイパターン②により振幅変調された形となりキャリアのレベルは入力データ①の変換点で0となる。

また、同図(b)のGMSKの変調波は第9図④に示すように、周波数変調なのでその包絡線は一定となる。

第10図には、A級増幅器とC級増幅器の入出

力特性が示されており、A級増幅器の出力電力 P_{out} は入力電力 P_{in} に比例して増加するが、C級増幅器の出力電力 P_{out} は、入力レベル P_{in} が定格出力時の入力レベルより減少し始めると、入力レベルの減少分より大きく減少する。

従って、A級増幅器で2相PSKの変調波を増幅しても、その包絡線は忠実に増幅されるが、C級増幅器で2相PSKの変調波を増幅すると、その包絡線(第9図②)は大きな歪みを受けて増幅されることが分かる。

これに対し、GMSKの変調波は定包絡線(第9図④)であるので、C級増幅器で増幅しても歪みは受けずに済む。実際の電源効率は、A級増幅器において10～25%、C級増幅器において35～70%である。

このように、前者の変調方式では、重要な課題である低消費電力化に最適なC級増幅器が適用できなかった。

しかしながら、最近では自動車電話システムに見られるように、加入者の増大と共にシステムの

大容量化が大きな問題となっているため、これに対処するためには周波数利用効率の高い前者の線形変調方式が非常に注目されて来ており、デジタル自動車電話では前者の方式が採用されている。

このように、デジタル移動通信においては、(1)周波数効率が良い変調方式であること、(2)低消費電力化に最適なC級増幅器が使用できること、という条件から線形変調方式においてC級増幅可能な回路が求められている。

〔従来の技術〕

従来においては、第11図に示すように、C級増幅器を用いた線形PSK変調回路が用いられており、ブロックaは通常のPSK変調回路、ブロックbはC級増幅器に周辺回路を設け線形化した増幅部である。

以下、まずPSK変調回路aを $\pi/4$ シフト4相PSKを例にとって説明する。

入力データD1は直並列変換器(S/P)1において2系列のデータA、Bに変換される。

X_n	Y_n	回転位相
0	0	$-3\pi/4$
0	1	$-3\pi/4$
1	1	$-3\pi/4$
1	0	$-3\pi/4$

一方、受信側の直交同期検波回路のキャリア同期回路においては、引き込み位相は $\pi/2$ 毎に不確定となるので、これを避けるため、差動符号変換器2では、送るべき情報を絶対位相に対応させるのではなく位相差に対応させる方法を取る。

その論理は次のようになる

$$X_n = (A_n * B_n)(A_n * X_{n-1}) + (A_n * B_n)(B_n * Y_{n-1})$$

$$Y_n = (A_n * B_n)(B_n * Y_{n-1}) + (A_n * B_n)(A_n * X_{n-1})$$

但し、

A_n, B_n : 時間kのときの入力情報データ

X_n, Y_n : 時間kの差動符号変換データ

X_{n-1}, Y_{n-1} : 時間kより1ビットの前の差動符号変換データ

* : 排他的論理和動作

このようにして得られた差動符号変換データX、Yにより、マッピング回路3では、直交する軸I、Q上に配置する座標点を決定するもので、 $\pi/4$ シフトQPSKの場合、次のようになる。

マッピング回路3の2系列の出力I、Qをそれぞれローパスフィルタ(ロールオフフィルタ)5、6を通して帯域制限することにより出力 $m_1(t)$ 、 $m_2(t)$ を得て、直交変調器4へ送る。

直交変調器4において、局部発振器41は、変調波のキャリアを発生してそのキャリアの一方は0相 $\cos \omega_c t$ でダブルバランスミキサー42に加えられ、他方は移相器43で $\pi/2$ だけ遅延されて $\sin \omega_c t$ でダブルバランスミキサー44に加えられる。そして、ダブルバランスミキサー42、44の各出力を加算器45で加算することにより次の出力が得られる。

$$s(t) = m_1(t) \cos \omega_c t - m_2(t) \sin \omega_c t$$

$$= \sqrt{m_1(t)^2 + m_2(t)^2} \times \cos(\omega_c t + \tan^{-1} \frac{m_2(t)}{m_1(t)}) \quad (1)$$

これにより、PSK変調波の振幅は、上式(1)の

$\sqrt{m_1(t)^2 + m_2(t)^2}$ となり、時間と共に大きく変化する。

式(1)のような時間的に大きくレベル変動する変調波信号をC級増幅器すると、入出力特性の非線形性(第10図)により大きく歪みが発生する。

これを解決するために、増幅部bにおいて、P S K変調波の式(1)の振幅変化をリミッタ22により除去して一定振幅とした上でC級増幅器8を通して増幅すれば、一定振幅の増幅を行えばよいから歪みが発生することは無くなる。

そのC級増幅器8の出力は次のような一定振幅で一定出力電力の信号となる。

$$s'(t) = A \cos \left(\omega_c t + \frac{2\pi}{m_1(t)} \int_0^t m_2(t) dt \right) \quad (2)$$

但し、この式(2)には、変調信号に対応した位相変化分は含まれているが、フィルタ5、6による帯域制限作用(第9図②)のアイバターン振幅成分は含まれていない。

従って、これを補充するため、増幅部bにおいては、入力部にカプラー21を設け、これを検波器23で高速に検波することにより式(1)の包絡線

で一定振幅にしているため、位相歪みが生ずると共に回路が複雑になる。

(2) C級電力増幅出力信号に振幅情報を付加するとき、第4図(a)に示すように、多段構成された増幅器の最終段の増幅器のコレクタ(又はドレイン電圧)を制御するのでP W Mパルス幅変調回路が必要となると共に大きな変調電力を必要とし変調効率が悪くなり回路も複雑になる。

従って、本発明は、位相変調部とその変調出力をC級増幅する増幅部とを備えた位相変調回路において、上記の問題点に鑑み、位相歪みの無い、より簡易な構成を実現することを目的とする。

(課題を解決するための手段)

上記の課題を解決するため、本発明に係る線形位相変調回路では、従来と同様にマッピング回路3から出力されたI軸成分及びQ軸成分の値から一定振幅のP S K変調波を発生する直交変調器4と、該I軸成分及びQ軸成分をそれぞれ帯域制限するローパスフィルタ5、6と、各ローパスフィルタ

$\sqrt{m_1(t)^2 + m_2(t)^2}$ を取り出す。

そして、これと後述する負帰還電圧とを差動増幅器9で増幅し、電力増幅器8の電源電圧対出力電力特性(入力電力一定)の非線形性を逆特性で補償しこれが線形となるようにレベル変換する非線形補償回路10を通り、この変換されたレベルをP W Mパルス幅変調回路24によりパルス幅を制限しL P F 25で電源雑音を除去して増幅器8の電源電流を制御する。

これにより式(2)の増幅器出力 $s'(t)$ に振幅変調を施すことができることとなる。

尚、この系を安定化するため、カプラー12より送信出力 $s'(t)$ の一部を取り出し、検波器13でその包絡線を検出し、この検波電圧を負帰還電圧として差動増幅器9に負帰還させている。

(発明が解決しようとする課題)

しかしながら、このような従来例においては、次のような問題点があった。

(1) P S K変調波を発生させた後、リミッタを掛け

5、6の出力の2乗平均和を取ってP S K変調波の包絡線信号を発生する加算器7と、該定振幅P S K変調波を増幅するC級電力増幅器8と、該包絡線信号を増幅する差動増幅器9と、該差動増幅器9の出力を、該C級電力増幅器8の制御電圧対出力電力が直線的になるように補償する非線形レベル補償器10と、該補償器10の出力により該C級電力増幅器8の制御電圧を駆動して該定振幅P S K変調波を振幅変調する駆動回路11と、を備えている。

また、本発明では、該非線形レベル補償器10を、第2図に示すように、A/Dコンバータ10aと、該C級電力増幅器8の制御電圧対出力電力が直線的になるように該A/Dコンバータのデジタル出力を補償するROM10bと、該ROMの出力をアナログ出力に変換するD/Aコンバータ10cとで構成することができる。

更に、本発明では、第4図(a)に示すように、該C級増幅器8が多段増幅器で構成されており、該駆動回路11が、該C級増幅器8の前段の増幅器

のコレクタ電圧又はベース電圧を制御するように接続することができる。

更に、本発明では、該C級電力増幅器8の出力信号の一部を取り出すカプラー12と、このカプラー12の出力信号を検波して包絡線を取り出し該差動増幅器9に負帰還させることにより回路を安定化させる検波器13と、を設けることができる。

(作 用)

第10図から分かるように、直交変調器4の出力を定振幅にするためには、直交変調器4で変調を受ける信号である $m_1(t)$ 、 $m_2(t)$ に対しローパスフィルタ5、6で帯域制限を施さずに、帯域制限を受けていない変調信号I、Qを直接加えれば良く、このため、マッピング回路3の出力であるI、Qの信号を直接直交変調器4に入力する。

従って、直交変調器4から出力される位相変調波信号は上記の式(2)のように定振幅となる(第8図③に点線で例示する)。

器8の出力信号の一部をカプラー12で取り出し、その包絡線を検波器13で検波しその電圧を、差動増幅器9へ負帰還するようにしている。

また、増幅器8を第4図(a)に示すように多段構成とし、その前段増幅器のコレクタ電圧を駆動回路11で制御して出力電力を制御すれば、PWM変調が不要となりしかも変調効率が向上する。

(実 施 例)

第5図は、第1図に示した本発明に係る線形位相変調回路に用いるアナログ式加算器7の一実施例を示したものであり、ローパスフィルタ5、6からの出力 m_1 、 m_2 をそれぞれ入力する2乗乗算器51、52と、これらの乗算器51、52の出力を加算する加算器53と、この加算器53の出力からその平方根値を求めるための加算器54、乗算器55、及びダイオード56、57で構成された平方根回路とから成っている。

また、第6図は各乗算器の基本的な回路構成を示したもので、図に示した符号を用いれば、その

そして、直交変調器4の定振幅の変調波はC級電力増幅器8で歪むことなく増幅される。

またマッピング回路3の出力であるI、Q信号はそれぞれローパスフィルタ5、6に入力されて帯域制限を施し、その出力信号 $m_1(t)$ 、 $m_2(t)$ の2乗平均和を加算器7で取ってPSK変調波の包絡線信号 $\sqrt{m_1(t)^2 + m_2(t)^2}$ に変換する。

そして、この包絡線信号を振幅情報として増幅器8の制御電圧として与えれば、増幅器8において振幅変調が施されることになる。

但し、このまま増幅器8の制御電圧として与えると、第3図に実線で示すように、制御電圧対出力電力特性は、制御電圧を変化させたとき出力電圧は直線的に変化しない。

そこで、第3図に点線で示す特性を有する補償器10(好ましくは第2図に示すようにROMを用いたもの)を通すことによって特性の線形化を行い、駆動回路11を通して増幅器8を制御する。

また、本発明では、第1図に点線で示したように、系をより安定して動作させるため、電力増幅

原理は以下の通りである。

$$V_o = H(R_{c1} + R_{c2})(I_{c1} - I_{c2})V_V$$

$$I_{c1} = I_c + I_x, \quad I_{c2} = I_c - I_x$$

$$\therefore V_o = H(R_{c1} + R_{c2})2I_x \cdot V_V$$

$$I_x = V_x / R_c$$

$$V_o = H(R_{c1} + R_{c2})2(V_x / R_c)V_V$$

$$= K \cdot V_x \cdot V_V$$

但し、Hはトランジスタのパラメータ、

$$K = 2H(R_{c1} + R_{c2})/R_c \text{ である。}$$

このような、乗算入力 V_x 、 V_V に共通に m_1 又は m_2 を与えることにより、第5図の乗算器51、52からそれぞれ出力 m_1^2 、 m_2^2 が得られ、これを加算器53で加算すると、

$$V_1 = m_1^2 + m_2^2$$

が得られる。

この値の平方根を求める原理が第7図(a)、(b)に示されており、まず同図(a)に示す除算回路においては、下記のように除算が行われる。

$$(V_1 - V_x \cdot V_o)K = V_o$$

$$V_1 K - V_x \cdot V_o K = V_o$$

$$V_o = V_i K / (1 + V_i K)$$

この場合、 $K \gg 1$ であれば、

$$V_o = V_i / V_i$$

同図(b)はこの計算結果 V_o に基づいて、入力 V_i を V_o に抵抗を介して接続し、 $V_o = V_i$ とおくと、

$$V_o = V_i / V_i$$

となり、 $V_o = \sqrt{V_i}$ が得られる。

(発明の効果)

以上述べたように、本発明に係る線形位相変調回路では、I軸成分及びQ軸成分から定振幅のPSK変調波を発生すると共に該I軸成分及びY軸成分をそれぞれ別途帯域制限し2乗平均和を取ってPSK変調波の包絡線信号を発生することにより、該定振幅PSK変調波をC級電力増幅器で増幅するときその包絡線信号により該C級電力増幅器の制御電圧を駆動して該定振幅PSK変調波を振幅変調するように構成したので、位相歪みは発生せず、また簡単な構成にすることができる。

更に、駆動回路が該C級増幅器の前段の増幅器

のコレクタ電圧又はベース電圧を制御するように構成したので、この点でも簡単な構成が得られ、且つ増幅効率を上げることができる。

4. 図面の簡単な説明

第1図は、本発明に係る線形位相変調回路の原理構成ブロック図、

第2図は、本発明に用いる補償器の一例を示すブロック図、

第3図は、C級電力増幅器の制御電圧対出力電力の特性を示すグラフ図、

第4図は、本発明及び従来例における多段増幅器で構成されたC級電力増幅器の原理的な構成を示す回路図、

第5図は、本発明に用いる2乗平均加算器の一実施例を示す回路図、

第6図は、2乗平均加算器に用いる乗算器の一実施例を示す回路図、

第7図は、本発明において平方根を求めるための回路動作を説明するための図、

第8図は、線形変調方式と非線形変調方式とを比較説明するための図、

第9図は、各位相変調の動作波形図、

第10図は、A級増幅器とC級増幅器の入出力特性を比較説明するためのグラフ図、

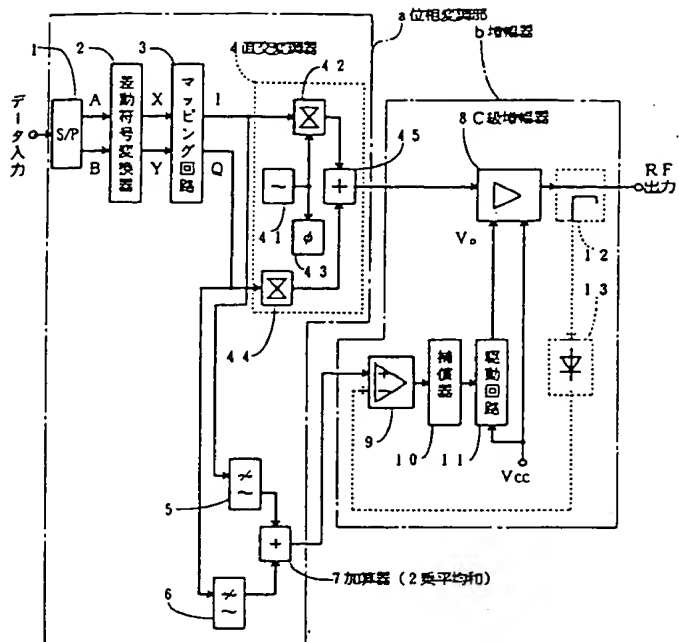
第11図は、従来例を示したブロック図、である。

第1図において、

- 1…直並列変換器、
- 2…差動符号変換器、
- 3…マッピング回路、
- 4…直交変調器、
- 5, 6…ローパスフィルタ、
- 7…2乗平均加算器、
- 8…C級電力増幅器、
- 9…差動増幅器、
- 10…非線形レベル補償器、
- 11…駆動回路、
- 12…カプラー、
- 13…検波器。

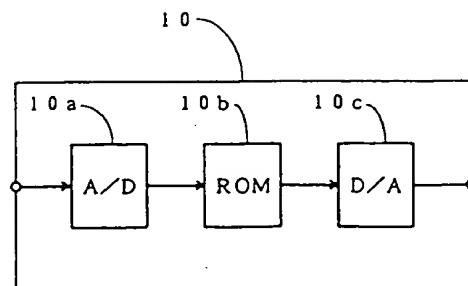
図中、同一符号は同一又は相当部分を示す。

代理人 弁理士 茂 泉 修 司



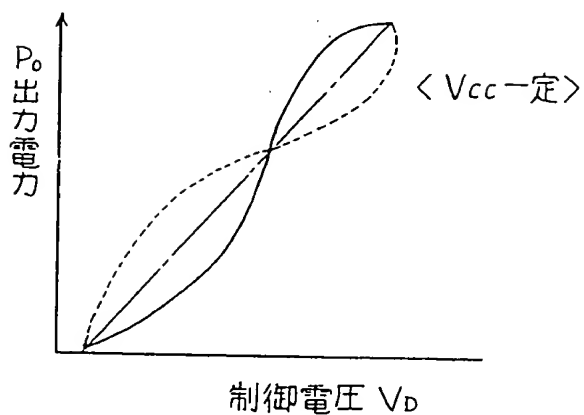
本発明の原理図

第1図



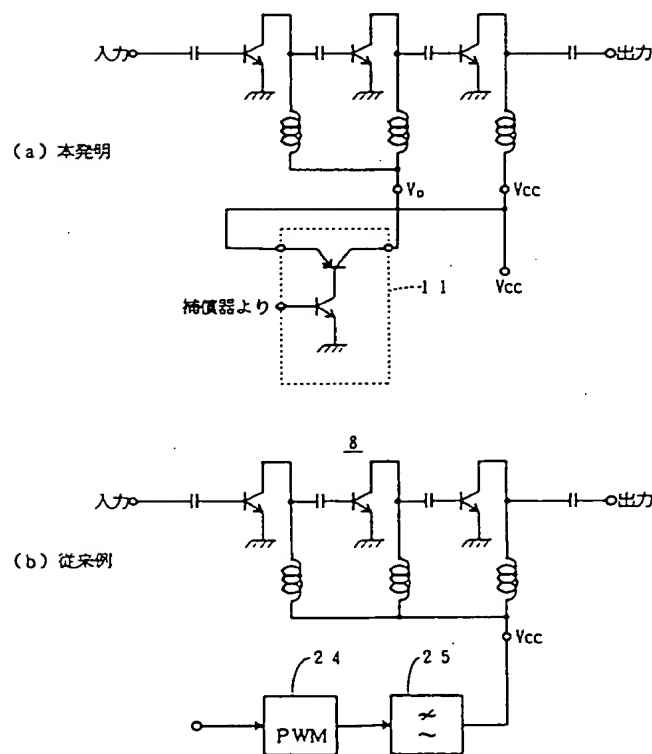
補償器の一例

第2図



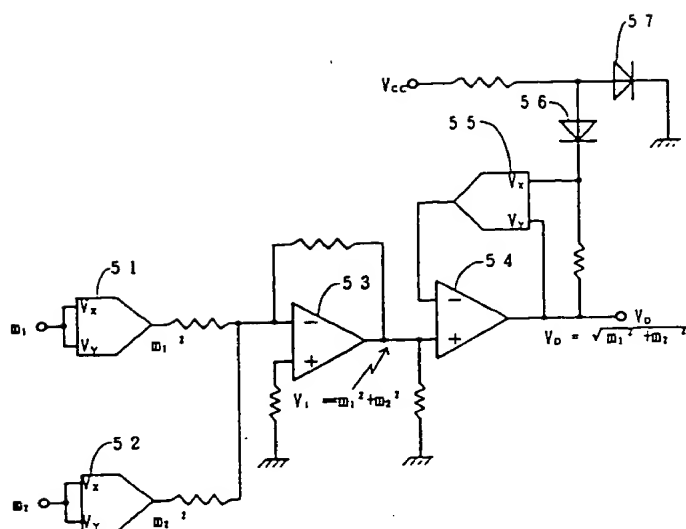
電力増幅器の制御電圧対出力電力

第3図



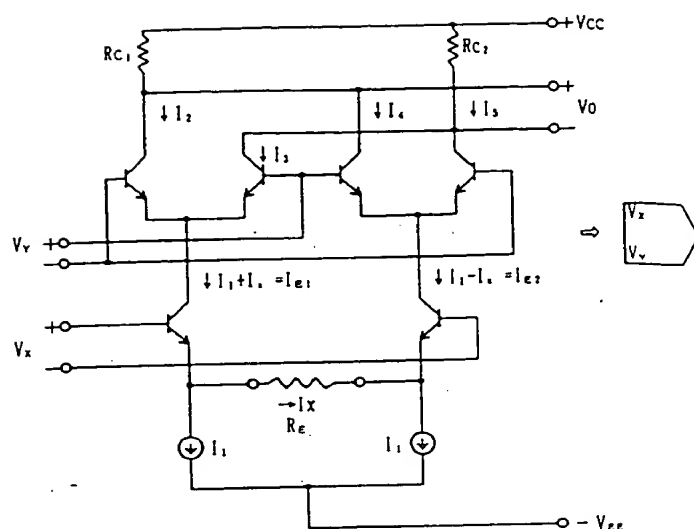
多段増幅器で構成されたC級増幅器の振幅変調方式

第4図



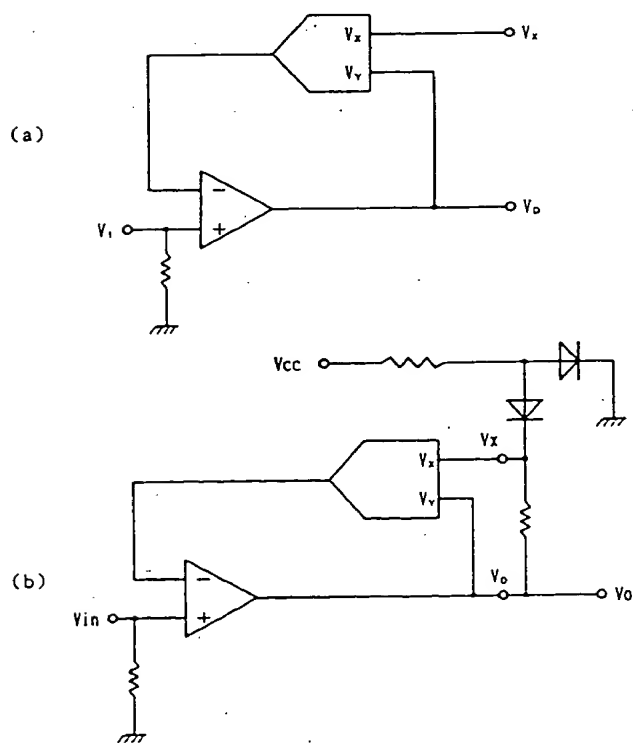
2乗平均加算器の実施例

第5図



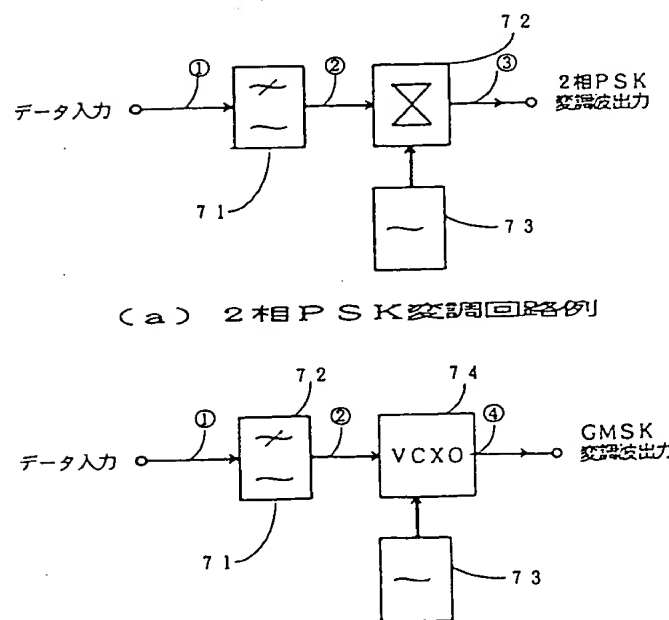
乗算器の基本回路構成

第6図



平方根の回路動作説明図

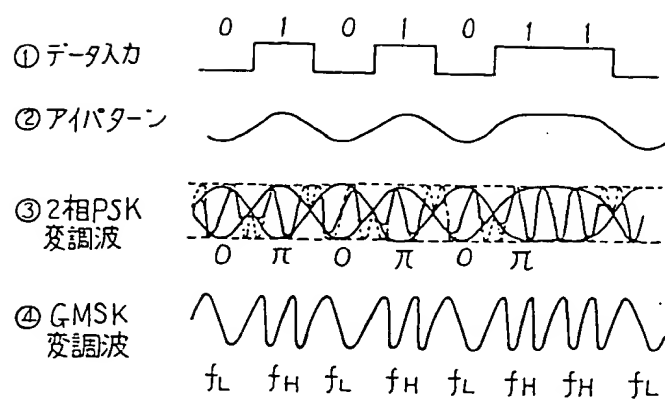
第7図



(a) 2相PSK変調回路例

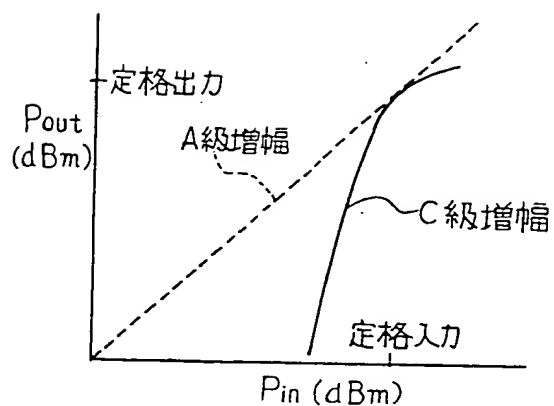
(b) GMSK変調回路例

第8図



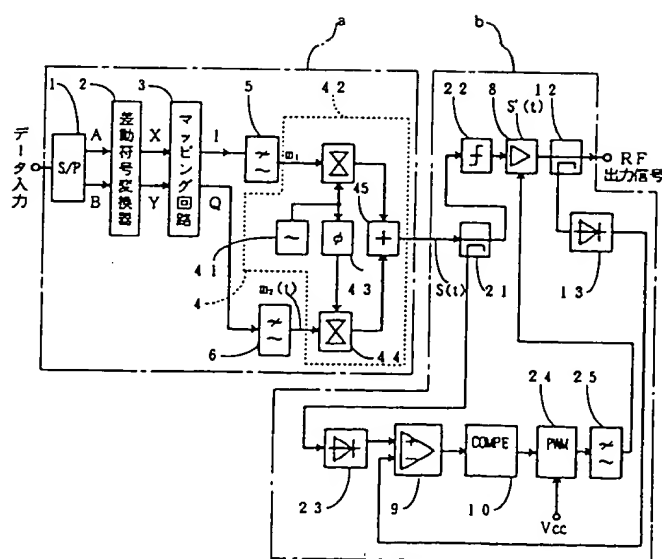
各位相変調の動作波形

第 9 図



A級及びC級増幅器の入出力特性図

第 10 図



従来例

第 11 図

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.